

METHOD OF DIGITAL BROADCAST IN TELEVISION CHANNEL

Publication number: JP63253738

Publication date: 1988-10-20

Inventor: DANIERU POMIE

Applicant: FRANCE ETAT; TELEDIFFUSION FSE

Classification:

- **International:** H04N7/00; H04H1/00; H04J1/00; H04J11/00; H04L5/02; H04L27/26; H04N7/08; H04N7/00; H04H1/00; H04J1/00; H04J11/00; H04L5/02; H04L27/26; H04N7/08; (IPC1-7); H04H1/00; H04J1/00; H04N7/00

- **European:** H04H1/00D; H04L5/02Q; H04L27/26M2; H04L27/26M5; H04N7/08A

Application number: JP19870329422 19871224

Priority number(s): FR19860018163 19861224

Also published as:



EP0278192 (A)



US4884139 (A)



FR2609228 (A)



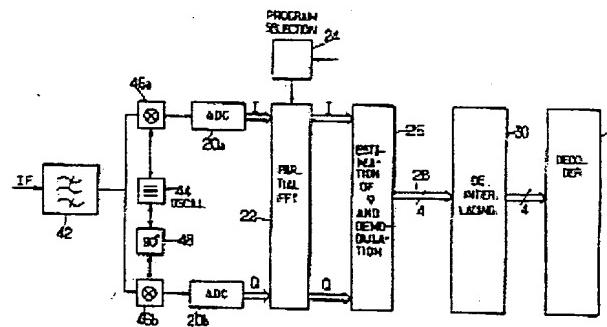
EP0278192 (B)

[Report a data error](#) [Help](#)

Abstract not available for JP63253738

Abstract of corresponding document: **US4884139**

Digital broadcasting of a sound program takes place in a channel of a set of channels. In each channel other than that dedicated to digital broadcasting, the television channel has a spectrum of spectral lines separated by low spectral power density intervals. Digital broadcast is achieved by digital modulation (for instance OFDM) of the transmission with frequency multiplexing using a spectrum interlaced with that of the television. The digital signal is recovered by comb filtering on reception.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

⑫ 公開特許公報 (A)

昭63-253738

⑤Int.Cl.⁴
 H 04 H 1/00
 H 04 J 1/00
 H 04 N 7/00

識別記号 庁内整理番号
 A-7608-5K
 8226-5K
 Z-7060-5C 審査請求 未請求 発明の数 1 (全8頁)

④公開 昭和63年(1988)10月20日

③発明の名称 テレビジョンチャネルでのディジタル放送のための方法

②特願 昭62-329422

②出願 昭62(1987)12月24日

優先権主張 ③1986年12月24日 ③フランス(FR) ③86 18163

⑦発明者 ダニエル・ボミエ フランス共和国、35310 モルデル ブレアル・ス・モン
フォール ル・シャン・デ・ザルエット (番地なし)⑥出願人 フランス共和国 フランス共和国、92131 イシ・レ・ムリノ リュ・ド
ウ・ジエネラル・ルクレール、38-40⑥出願人 テレディフュジイヨン・ドゥ・フランス フランス共和国、75015 パリ リュ・ドラドウール・シ
ユール・グラン、10

⑧代理人 弁理士 深見 久郎 外2名

明細書

1. 発明の名称

テレビジョンチャネルでのディジタル放送のための方法

2. 特許請求の範囲

(1) その信号が低スペクトル電力密度間隔だけ分離されるスペクトル線のスペクトルを有する隣接するチャネルでテレビジョン番組と干渉されるテレビジョンチャネルでディジタル放送するための方法であって、ディジタル放送は、テレビジョンのスペクトルとインターレースされるスペクトルを用いるディジタル変調および周波数多重化での送信およびくし型フィルタリングでの受信を含む、方法。

(2) 前記ディジタル放送は、OFDM変調された信号を用い、前記信号はテレビジョンラスター走査においてライン期間の 2^k 倍に等しい持続期間を有する記号からなり、ここで k は少なくとも1に等しい予め定められた整数であり、かつ 2^k 周波数間の1つの周波数のみが前記記号のアル

ファベットを構成するために用いられる、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

(3) 各記号は、その値が半ライン周波数の奇数倍に等しい周波数を有する、特許請求の範囲第2項に記載の方法。

(4) ディジタル信号は変調フレームに構成され、そのフレームの各々はテレビジョン画像と等しい持続期間を有し、かつ各前記フレームは(2 k -1)回繰返され、ここで k は1より大きい整数であり、記号周波数は、テレビジョン画像の半周波数の奇数倍に等しい、特許請求の範囲第2項に記載の方法。

(5) 持続期間Tの各記号は(2 k -1)回繰返され、ここで k は1から4である、特許請求の範囲第3項に記載の方法。

(6) 1つのテレビジョンチャネルでの前記ディジタル放送は、2から4の高品質音声プログラムの放送専用に使用され、かつ前記くし型フィルタリングは、部分的なフーリエ変換で達成される、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

(7) 登込み符号は、チャネルの搬送波全体を介して送信されるビット間で用いられ、選択性リレーチャネルのコヒーレンス帯域は、少なくとも大きさのオーダだけ、ディジタル信号によって占められる全帯域より低い、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

(8) 前記ディジタル放送は、同じチャネルがテレビジョン番組専用に使用される他のサービスゾーンに隣接するサービスゾーン内で行なわれる、特許請求の範囲第1項に記載の方法。

3. 発明の詳細な説明

発明の背景

この発明は、周波数分配プランにおいてテレビジョンに割当てられるチャネルでディジタル放送する方法に関するものであり、特定的には、移動車両の方へ音声プログラムを放送するのに適する。

テレビジョン周波数プランは、VHFおよびUHF帯域を、各々がテレビ番組に割当てられるチャネルに分ける。しかしながら、所与のサービスゾーンにおいて、すべてのチャネルは、相互干渉

するため、同時にテレビのために用いられない。たとえば、現在のラジオ放送では、チャネルは、それが放送が行なわれるチャネルに隣接している場合用いられない。2つの直接隣接するサービスゾーンで同じチャネルを用いることもまた許されない、というのはゾーン間の境界近くの領域では相互干渉が起こるからである。結果として、テレビジョンネットワークは、スペクトルに常に使用可能なギャップを残し、そのギャップでは、テレビジョン信号を伝送することができない。

発明の概要

この発明の目的は、ディジタル放送のために、所与のゾーンにおいて、テレビジョン送信および受信が不可能であるチャネルを用いることができるようすることである。言換えると、この発明の目的は、ディジタル放送のために、一般的な周波数分布プランの枠内でテレビジョンのために使用できない、周波数スペクトルのスロットを用いることである。

そのために、テレビジョン信号のスペクトルの

構造が用いられ、かつテレビジョン信号とディジタル信号との間の相互干渉を避けるための手段がとられる。その結果のために、テレビジョンチャネルは、テレビジョン信号にいくつかの擬似期間が存在するため、画像のスクランブルなしに、エネルギーが集中されるスペクトル線のスペクトルを有する (たとえば、(Borschuk)の米国特許第3,700,793号に記載されている) ことに依存する必要があった。スペクトル線は、主として、ライン期間の存在に關係がある。わずかな程度、フレームおよび画像期間ならびに画像期間の倍数は、これらのスペクトル線が現われることに貢献し、周波数範囲におけるスペクトル線の分布は、より特定的には、カラー送信方法 (PAL, SECAMまたはNSTC) によって異なる。スペクトル線間のスペクトルのゾーンに含まれるエネルギーは比較的小さく、かつテレビジョン番組に割当てられる放送ゾーンの端縁では、エネルギーはスペクトル線間の周波数だけに対応する信号と干渉しそうもない。

さらに、テレビジョンチャネルの帯域幅は、移動車両の方へのディジタル音声プログラム放送のための選択レイリーチャネルの周波数コヒーレンスより大きく、この特性は、より特定的には、フランス特許出願第86 09622号 (PCT出願第PCT/EP 87/00346号) に説明されている方法を実現することによって用いられてもよい。

ゾーンでのテレビジョン番組の受信および隣接するゾーンでの同じチャネルを用いるディジタル受信が交互に劣化することを制限するためには、ディジタルスペクトルを拡げる公知の技術を用いて分配条件を改良すれば十分であると考えられるかもしれない。しかしながら、公知の技術を用いてそのように拡げることによってもたらされる利得は依然として不十分なままである。

その結果、この発明は、テレビジョンチャネルでディジタル放送するための方法を提供し、そのテレビジョンチャネルの信号が、低スペクトル電力密度間隔だけ分離されるスペクトル線のスペク

トルを有し、テレビジョンのスペクトルとインターレースされるスペクトルを用いる周波数の多重化を伴なうディジタル変調での送信およびくし型フィルタリングでの受信を含むディジタル放送が達成される。重要な応用は、同じチャネルがテレビ番組によって占められる他のサービスゾーンに隣接するサービスゾーンでディジタルすることにある。しかしながら、この応用はそれに限定されるものではない。たとえば、この方法は、2つの隣接するチャネルにおいて、テレビジョン信号と同じゾーンでの放送ディジタルデータ、たとえば音声データのために用いられ得る。

くし型フィルタリングによって、テレビジョン信号がかなりのエネルギーを有する周波数を減衰することができ、したがって、ノイズは満足のいく受信のためかなりの値まで減じられ得る。

テレビジョン番組に影響を及ぼすことなく放送することができるディジタル率は、1つのチャネルにおいて1つ以上の番組でディジタル音声ラジオ放送を行なうのに十分である。本来の意味での

放送の方法は、特定的に、フランス特許出願第86 09662号および追加証明第86 13241号で説明されるようなものであってもよい。この発明を実現することは、その間で多重化が起くる周波数が、テレビジョンスペクトルのライン率（すなわちラインおよび画像率）でディジタル信号のスペクトルのインターレースがあるように選択されることのみ含む。

どの型のインターレースが選択されようと、テレビジョン信号に与えられる保護に関してかなりの利得が得られ、チャネルのコード化とくし型フィルタの復調に対する影響との組合せによるディジタル信号の保護が得られるだろう。

ラインレベルでのインターレース条件を得るために、OFDM（直交周波数分割多重通信）と呼ばれるディジタル信号変調の場合、テレビジョンライン期間Tの $2k$ 倍に等しい持続期間の記号を用い、かつ変調信号のアルファベットを構成するために、 $2k$ の周波数間で1つの周波数のみを用いれば十分である。ディジタル放送スペクトルを

テレビジョンスペクトルとインターレースするために、記号周波数は、半ライン周波数 $1/2T$ の奇数倍に等しい所与の値となるだろう。この後者の条件は、持続期間Tを有する記号を $(2k-1)$ 回繰返すこと（すなわちそれらを $2k$ 回送信すること）に相当し、各反復において位相を反転し、位相の連続性は、OFDMの周波数と $1/2T$ の奇数倍との関係によって与えられる。

たとえばライン期間 $T = 64 \mu s$ では、記号の持続期間は、 k が1, 2または3に等しいかどうかによって128, 256または384となるだろう。一般に、ラインレベルでインターレースすれば、記号の持続期間を延長するだけである。

画像レベルでかつ常にOFDM変調の場合にインターレースの条件を満たすために、ディジタル信号は、テレビジョン画像と等しい持続期間の変調フレームに構成されるだろう。記号はもはや個々に繰返されず、全フレームが $(2l-1)$ 回

（ l は整数である）全く同じように繰返され、記号周波数は画像半周波数の奇数倍に等しいように

選択され、これはヨーロッパでは12.5Hzである。このフレームの繰返しは、所望の精密オフセットを与える。

付加的なインターレースは、さらに、スペクトルがそれらの周波数でのスペクトル線を有する程度まで、画像期間の倍数のレベルで与えられてもよい。しかしながら、一般に、対応する複雑さは増え正当とはみなされなくなるだろう、というのは変調記号の周波数とテレビジョンスペクトルでの対応する周波数との同等を必要な精度で維持するのが困難になっているからである。実施において、画像レベルでのインターレースを能率的にするために1Hz以内の正確さを与える必要がある。この精度は、画像期間の倍数を越えるとさらに増加されなければならない。

次に、この発明を、特定の実施例を示す添付の図面を参照して詳細に説明しよう。用いられる方法をまず第1に参照し、ハードウェア手段は、典型的に、参照されるフランス追加証明第86 13271号に説明されるものと類似である。

好ましい実施例の説明

この発明の方法を実現する例を与える前に、その記号がテレビジョンラインの持続期間 T の $2k$ 倍に等しい持続期間を有する OFDM 变調についてデジタル信号の電力スペクトルの性質、およびそのような信号の自己相関関数を示すことが重要である。

テレビジョンラインレベルでインターレース可能なデジタル信号の電力スペクトル $\gamma_L(\nu)$ は、周波数 (ν) の関数として、次のように書ける：

$$\gamma_L(\nu) = A^2 \left[\frac{\sin \pi \nu 2kT}{2k\nu T} \right]^2 * \sum_{n=-N/2}^{N/2} \delta(\nu - n/T)$$

デジタル変調の記号の組を含む長方形のウィンド関数を $F(\nu)$ によって示せば、次のように書ける：

$$\gamma_L(\nu) = A^2 \left[\frac{\sin \pi \nu 2kT}{2k\nu T} \right]^2 * \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\nu - i/T) F(i) \right]$$

そこから自己相関関数 Γ が次のように得られる：

$$\Gamma_L(\tau) = g_{4kT}(\tau) * \sum_{i=-\infty}^{\infty} [\sin \pi F(\tau - iT)/\pi F(\tau - iT)]$$

ここで $g_{4kT}(\tau)$ は、サポート幅 $4kT$ の三角形のゲートである。

$k=0$ は従来の OFDM 变調に対応し、そのためテレビジョンスペクトルとインターレースすることができないことに注目すべきである。

第1図および第2a図は、 $k=1$ でのデジタルスペクトル $\gamma_L(\nu)$ および自己相関関数 $\Gamma_L(\tau)$ を、実験でそれぞれ示す。

第1a図を参照すると、テレビジョン信号のエネルギースペクトルのスペクトル線10は $1/T$ だけ間隔があけられ、かつデジタル信号のエネルギーの最大値はスペクトル線10の中間にある。第2a図に図解される自己相関関数は、 $\tau=0$ での中央のピークおよび $\tau=+T$ および $-T$ での2つの横のピークを示し、横のピークの各々は中央のピークの半分の高さを有する。

$T = 64 \mu s$ (ヨーロッパでのライン期間の持続期間) に対しては、この方法では、記号は 12

$8 \mu s$ の長さとなり、かつ中央のピークと横のピークとの間の電力分布は実質的に平均化される。

k の値を増加させることによってより有利に分布され得る。たとえば $k=3$ ($384 \mu s$ の記号に対応する) に対しては、第1b図および第2b図に示される関数が得られ、それは、中央のピークを犠牲にして横のピークの電力が増加することを示す。

上で行なったのと類似の理論上の考察によって、デジタル信号に与えられる構造を選択することができ、画像の精度のためにオフセットを与える（そのオフセットは、一般に、線路周波数でのスペクトルのインターレースと組合わされるだろう）。上で述べたように、画像の精密オフセットによって、テレビジョン画像と等しい持続期間の変調フレームにデジタル信号を構成することになり、フレームは、画像の半周波数の奇数倍に等しい記号周波数で、(21-1) 回繰返される。

起点に集中される電力スペクトル $\gamma_1(\nu)$ は、共に用いられるインターレースおよびオフセット

の場合、次のように書ける：

$$\gamma_1(\nu) = \gamma_L(\nu) * \left[\left(\frac{\sin \pi \nu 2lT_0}{2l\nu T_0} \right)^2 * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\nu - i/T_0) \right]$$

ここで T_0 はテレビジョン画像の持続期間である。

次に、自己相関関数は次のように書ける：

$$\Gamma_1(\tau) = [\Gamma_L(\tau)] * [g_{4lT}(\tau) * \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - iT_0)]$$

ここで g_{4lT} は、サポート幅 $4lT_0$ の三角形のゲートである。

$\Gamma_1(\tau)$ は2つのファクタの積であり、かつテレビジョン信号での干渉しているデジタル信号の可視性はさらに減じられるのがわかる、というのは畳込み積の第2のファクタは、自己相関関数のサポートを1つのテレビ画像を越えて（第2a図および第2b図の場合のように）、 $4lT_0$ の画像上に延ばす。他方、画像レベルでインターレースを用いると、同じ 40 ms のメッセージを (21-1) 回繰返すことになる。

次に、インターレースのみがラインレベルで用

いられる場合に限定される実施例を示すが、この方法は、用いるのがより簡単であり、かつ送信された信号の精度を上げる必要がなく、これらの例はディジタル放送システムに対応し、その基本的なパラメータは次のようになる：

O F D M の搬送波の数 256

有効な搬送波の数 224

(この制限は受信フィルタの構成をより容易にするためである)

搬送波間の分離 15.625 kHz

占有全周波数帯域 3.5 MHz

変調 MDP 2

～の歩留りを有する

差込み符号 1/2

符号の制約長さ 6

ビットあたりの全エネルギー

と 10^{-3} の誤り率に対する

る雑音との比 $E_b/n_0 = 7 \text{ dB}$

下の表1は、ライン期間 $T = 64 \mu s$ に対して
かつ符号間干渉を避けるために確保される時間マ

ージン（フランス付加証明第86 13241号
に規定される）がまた $64 \mu s$ である場合、ディ
ジタル信号の k によって異なるパラメータの値を
与える。この選択は、次の2つの必要条件によっ
て定められる。すなわち記号間の直交性を維持す
るために、記号は $64 \mu s$ に等しい持続期間を持
たなければならず、かつ受信機の観測窓は $64 \mu s$
の持続期間に割当てられなければならない。

表 I

	1	2	3	4
記号 $2kT (\mu s)$ の				
持続期間	128	256	384	512
記号 $2kT - T (\mu s)$				
の有効な持続期間	64	192	320	488
損失：				
$\log 2k/(2k-1) (\text{dB})$	3	1.25	0.8	0.6
$10^{-3} (\text{dB})$ の誤り率				
に対する $E' b/N_0^*$	10	8.25	7.8	7.6
有効な率(kビット/s)	875	437.5	219.88	218.75

* $E' b$ は、($E b$ と反対に) 符号間干渉に対する $64 \mu s$ のマージンを含むビットあたりの全エネルギーを示す。

次に、この発明の方法がある状態に応用され得る条件を定める：

テレビジョンデータチャネルは、第1のサービスゾーンで有効に用いられ、

同じテレビジョンチャネルは、第1のゾーンに隣接する第2のゾーンの移動車両の方への放送データを放送するサービスのために用いるべきである。

まず第1に、2つのゾーン間の範囲に存在する状態およびこの範囲でテレビ信号とデータ放送との分配が可能であるようにすべき物理的な特徴を考察しよう。

テレビ信号が受け入れ可能であるように満たさるべき条件は、以下のようである：

テレビジョンサービスが保護されなければならない。5 MHz の帯域での輝度シフトノイズ比は、最小値 (L/B) $\min = 27 \text{ dB}$ を持つべ

きであり、

テレビ信号 C_{TV} のピーク電力と同じ 5 MHz 帯域での雑音 N との比は、30 dB の最小値を持つべきである。

1 dB 以下の (L/B) の重み付けされた劣化に対して 27 dB の上の比 (L/B) を得るために、テレビジョン搬送波とディジタル搬送波との間に与えられるべき混信保護比は、少なくとも 23 dB でなければならない。この数字は、スペクトルのインターレースの結果およびガウス熱雑音とその振幅分布がガウスであるディジタル信号との加算を考慮している。

テレビジョン受信アンテナによる保護は、一般に 0 dB のオーダである。

23 dB の混信保護比は、後でわかるが、2つの手段、すなわちラインにインターレースを与えるためのディジタル搬送波のオフセット（そこから 13 dB の利得が期待され得る）と、テレビジョンチャンネルでディジタル信号によってより特定的に形成される干渉している信号の 3.5 MHz

z 帯域の最も有利な位置の選択との組合せによって得られるだろう。しかしながら、23 dBの値は、近似値を表わすのみであり、かつ正確な測定によってそれを変更することにならぬよう、それはある程度まで k によって異なるようであるのでなおさらそうである。

デジタル信号については、考慮されるべきパラメータは、本質的に k とは別であり、

d B でマージン m があり、これは（マスクされたゾーンの移動車両によって受信されるフィールドの平均値と空間との間でのマスク効果に対応する）自由空間での放送に関して受け入れられることができ、m は $10 \log P_e / P_m$ として規定されてもよく、ここで P_e は自由空間での電力であり、かつ P_m は受信されマスク効果によって減じられる平均電力であり、このマージンは、都市地域では 15 からし 20 dB、田舎地域では 5 dB であるべきであり、

有効なディジタル率 D_u (メガビット/秒) である。

M 变調で送信されるディジタル率。

m の所与の値の最適の選択は、一般に、遭遇したかつ率において表 I と両立可能な最も高い値に対応し、ハッティングされた値は受け入れられないことが上記からわかる。

上記の分析によって、ディジタル信号の 28 dB の重み付けされていない比 (L/B) まで保護されるテレビジョン放送ゾーンに隣接するサービスゾーンでのディジタル放送を受けることができ、ディジタル信号率は、2つのカバレージゾーンの範囲では自由空間に関してマージン m によって異なることが明らかとなる。

ディジタル信号が音声放送に対応すれば、k = 3 および m = 12 を越えるのはほとんど不可能である、というのはそのような値を越えて使用可能な率は、高品質のステレオ番組のために必要とされる 250 k ビット/秒より小さいからである。

テレビジョン放送が行なわれるサービスゾーン内部でディジタル信号が漸進的に減衰するため、状態はテレビジョン信号にとってより有利である。

ゾーンの範囲でテレビ受信を妨害しない最大有効ディジタル率を m と k との関数として与える関係は、次のように書ける：

$$D_u = [(2k-1)/2k] 5.5 \cdot 10^{-m/10} \text{ (MHz で } D_u \text{)}$$

次の表 II は、k = 1, 2, 3 および 4 および N の異なる値に対してメガビット/1 秒で最大有効流量 D_u のディジタル値を与える：

表 II

$k \backslash m$ (dB)	3	5	10	12	14
1	1.37	0.87	0.275	0.173	0.109
2	1.5	1.3	0.41	0.26	0.164
3	2.3	1.45	0.49	0.29	0.18
4	2.8	1.52	0.46	0.30	0.19

表 I と II とを比較すると、k の十分な値で、常に次の 2 つの間で両立性を与えることができるのが明らかになる：

テレビジョン受信を妨害しない率、および
ラインレベルのインターレースを用いて O F D

要約すれば、同じチャネルが用いられ得る：

第 1 の領域でテレビジョン信号を放送するためには、

隣接する領域でのディジタル放送のために、

かつディジタル信号に対して、2つのサービスゾーン間の範囲で 5 を越える自由空間に関してマージン m で、かつ

5 から 14 dB のマージンに対して 870 k ピットから 190 k ピットの有効なディジタル率のために。

第 3 図は、典型的なものとして考えられる設置を示す。移動車両へのディジタル放送のための送信機 14 およびテレビジョン送信機 16 は、輪郭線 12 の両側の 2 つの隣接するゾーンに位置決めされる。上で述べたように、テレビジョン信号に対する比 L/B は、輪郭線では少なくとも 27 dB でなければならない。ディジタル送信機は、一般に、都市地域 18 に適じるように設置され、かつ同じゾーンを覆わなければならないテレビジョン送信機と比較して低電力である。輪郭線 12 は、

一般に、都市または郊外ゾーンにある。計算によって、一般にマージンは、都市地域 18 の移動車両へのディジタル放送のために 15 から 20 dB である自由空間の放送に関して得られること、かつらないし 10 dB のマージンは、境界 12 の近くで、すなわちテレビが受信され始める領域でディジタル放送のために得られることは明らかである。慣例は、このようなならないし 10 dB のマージンは田舎または郊外ゾーンでの車両で受信するのに十分であることを示している。

第 2 図に示される率は、1 つのチャネルを用いて 2 つの高品質の音声番組を放送することができるので十分であり、その 1 つのチャネルは、隣接するゾーンで、放送テレビジョン番組のために有効に用いられる。

変調およびインターレースの同じ方法を保つことによって、残留相互干渉は、隣接するゾーンで用いられるチャネルが同一ではなくただ隣接しているだけである場合すっかり除去されてもよい。この場合、チャネルの最大容量に達し、そのとき

機は、同じ特許出願または追加証明第 86-13271 号に説明されるからである。

第 4 図を参照すると、受信機は、中間周波数信号を伝える従来の入力段の次に、デコーダを備える。デコーダは、帯域フィルタによって形成されるチャネルフィルタ 42 を含み、この帯域フィルタの幅は、ディジタル放送搬送波によって占められるスペクトル全体に対応する。

フィルタ 42 によって供給される信号は、乗算器 46a の入力の 1 つ、および位相シフタ 48 を介して乗算器 46b の入力の 1 つを駆動する発振器 44 によって与えられる、チャネルの中央周波数で直角位相の 2 つの搬送波上に投影される。2 つの乗算器は、フィルタ 42 の出力信号を受ける。

各乗算器の出力は、入力試料を高速フーリエ変換計算回路 22 に伝える A/D 変換器 20a または 20b を駆動する。番組選択回路 24 は、回路 22 と関連づけられ、かつ回路 22 に含まれる中間結果を記憶するメモリでアドレスを定め、回路 22 にはそれについて計算が続けられなければな

るは変調およびエンコーディング装置によってのみ制限され、したがって 3 つの高品質のラジオ番組は、容易に送信され得る。

従来の OFDM 変調の使用と比較して、より高いディジタル率で放送することができる厚いスペクトル ($k = 0$ に対応する) では、約 20 dB の利得は、隣接する領域で用いられる同じテレビジョンチャネルの保護に関して得られるのがわかる。この保護が増加するのは、約 13 dB に対してはスペクトルの高エネルギー密度のゾーンをずらした結果のせいであり、かつ 7 dB に対してはディジタル率の減少のせいであり得る。

テレビ信号によるディジタル信号の妨害はまた減衰され、かついくつかの場合、それによってサービスゾーンのある重複を受け入れができる。

この発明の方法を実現する放送ディジタルデータのためのシステムを完全には説明しない、というのはその送信装置は、フランス特許出願第 86-09622 に説明される構成を有し、かつ受信

らずかつ音声チャネルの 1 つに対応する試料が位置決めされる。

最後に、回路 22 によって供給される試料は、位相評価および復調回路 26 に与えられ、かつ定量化された出力データは、ディインターレース回路 30、次にデコーダ 32 に与えられる。

4. 図面の簡単な説明

第 1a 図および第 1b 図は、テレビジョンスペクトル (そのエネルギー分布は破線の形で示される) およびディジタル放送スペクトル (実線で示される) のインターレースを、それぞれ $k = 1$ および 3 に対して概略的に示す。

第 2a 図および第 2b 図は、 $k = 1$ および 3 に対するディジタル信号の自己相関関数 Γ を概略的に示す。

第 3 図は、ディジタル放送およびテレビジョン番組放送ゾーンの 1 つの可能な地理的配置を示す図である。

第 4 図はディジタル信号の受信のため可能なデコーダ構成を示す。

図において、10はスペクトル線、12は輪郭線、14は送信機、16はテレビジョン送信機、18は都市地域、20aおよび20bはA/D変換器、22は高速フーリエ変換計算回路、24は番組選択回路、26は位相評価および復調回路、30はディインターレース回路、32はデコーダ、42はチャネルフィルタ、44は発振器、46aおよび46bは乗算器、48は位相シフタである。

特許出願人 フランス共和国（ほか1名）

代理人 弁理士 深見久郎

（ほか2名）

